

Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/KR04/003065

International filing date: 25 November 2004 (25.11.2004)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: KR

Number: 10-2003-0098217

Filing date: 27 December 2003 (27.12.2003)

Date of receipt at the International Bureau: 02 February 2005 (02.02.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse



별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

**This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Intellectual
Property Office.**

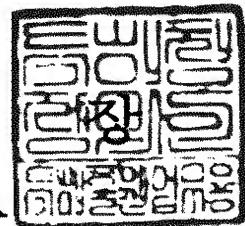
출 원 번 호 : 특허출원 2003년 제 0098217 호
Application Number 10-2003-0098217

출 원 년 월 일 : 2003년 12월 27일
Date of Application DEC 27, 2003

출 원 원 인 : 한국전자통신연구원
Applicant(s) Electronics and Telecommunications Research Institute

2004년 12월 13일

특 허 청
COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】	특허 출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0003
【제출일자】	2003.12.27
【발명의 명칭】	고유빔 형성 기술이 적용된 MIMO-OFDM 시스템 및 이의 빔형성 방법
【발명의 영문명칭】	A MIMO-OFDM SYSTEM USING EIGENBEAMFORMING TECHNOLOGY AND EIGENBEAMFORMING METHOD IN THE SAME
【출원인】	
【명칭】	한국전자통신연구원
【출원인코드】	3-1998-007763-8
【대리인】	
【명칭】	유미 특허법인
【대리인코드】	9-2001-100003-6
【지정된변리사】	이원일
【포괄위임등록번호】	2001-038431-4
【발명자】	
【성명의 국문표기】	최인경
【성명의 영문표기】	CHOI, IN KYEONG
【주민등록번호】	600221-2674513
【우편번호】	302-771
【주소】	대전광역시 서구 둔산동 목련아파트 304동 1102호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김성락
【성명의 영문표기】	KIM, SEONG RAG
【주민등록번호】	590107-1683815
【우편번호】	305-761
【주소】	대전광역시 유성구 전민동 엑스포아파트 204동 601호
【국적】	KR

【발명자】

【성명의 국문표기】 권동승
【성명의 영문표기】 KWON, DONG SEUNG
【주민등록번호】 620403-1057615
【우편번호】 305-761
【주소】 대전광역시 유성구 전민동 엑스포아파트 204동 1304호
【국적】 KR

【발명자】

【성명의 국문표기】 최진호
【성명의 영문표기】 CHOI, JIN HO
【주소】 호주 엔에스더블유 2117 퀄랜드 플레이스 던더스 26
【국적】 AU
【취지】 특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다.
대리인 유미특
허법인 (인)

【수수료】

【기본출원료】	20	면	29,000	원
【가산출원료】	10	면	10,000	원
【우선권주장료】	0	건	0	원
【심사청구료】	0	항	0	원
【합계】	39,000 원			
【감면사유】	정부출연연구기관			
【감면후 수수료】	19,500 원			

【기술이전】

【기술양도】 희망
【실시권 허여】 희망
【기술지도】 희망
【첨부서류】 1. 요약서·명세서(도면)_1통

【요약서】

【요약】

본 발명은 하향 링크 고유빔형성 (Eigenbeamforming)을 적용한 MIMO-OFDM 시스템에 관한 것으로서, 특히 OFDM시스템에서 고유빔형성기술을 적용하기 위한 단기피드백 정보량을 감소시키기 위한 것이다.

본 발명에 따르면, 전체 K 개의 부반송파 중 인접한 \bar{K} 개의 부반송파들을 하나의 그룹으로 묶어 K_f ($\leq K$)개의 그룹으로 나누고, 각 그룹마다 동일한 고유벡터를 선택한다. 이와 같이, 본 발명에 따르면 전체 단기피드백정보의 비트수가 $(K / \bar{K}) \cdot \log_2(N_f)$ 가 되어 $1/\bar{K}$ 배 줄어들게 되어 시스템의 부담을 줄일 수 있다.

【대표도】

도 1

【색인어】

MIMO, OFDM, 고유빔형성, 단기 피드백

【명세서】

【발명의 명칭】

고유빔 형성 기술이 적용된 MIMO-OFDM 시스템 및 이의 빔형성 방법 {A MIMO-OFDM SYSTEM USING EIGENBEAMFORMING TECHNOLOGY AND EIGENBEAMFORMING METHOD IN THE SAME}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템을 나타내는 도면이다.

도 2는 도 1에 도시한 고유모드 생성기를 상세히 나타내는 도면이다.

도 3은 도 2에 도시한 빔형성 가중치벡터 결정기를 나타내는 도면이다.

도 4는 도 1에 도시한 고유빔 계산기를 상세히 나타내는 도면이다.

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

<5> 본 발명은 MIMO (Multiple Input Multiple Output)-OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에 관한 것으로서, 특히 하향 링크 고유빔형성 (Eigenbeamforming)을 적용한 MIMO-OFDM 시스템에 관한 것이다.

<6> 빔형성 (beamforming) 기술은 공간적 멀티플렉싱 이득을 얻거나 성능 향상을 위해 사용되는데, MIMO 시스템에서도 공간 영역을 이용하기 위하여 하향 채널에 빔형성 (beamforming) 기술을 적용할 수 있다. 일반적으로 폐루프 (closed-loop) 하향 링크 빔형성 기술을 적용하기 위해서는 기지국이 하향 링크의 순시채널을 미리 알고

있어야 하는데, 특히 FDD (Frequency Division Duplexing) 모드에서는 상하향 채널의 주파수 대역이 다르므로 이동 단말이 순시 채널정보를 기지국에 피드백해 주어야만 한다.

<7> 그런데, 상하향 채널의 전파환경의 구조적 특성이 동일하고 공간적 통계 특성도 유사하기 때문에, 상하향 채널의 공간 공분산 행렬 (spatial covariance matrix)이 유사하다는 가정 하에 상향링크 채널의 측정을 통한 적응적 빔형성 방법이 연구되었다. 이러한 방법들은 빔형성을 위해 이동 단말에서 피드백 정보를 보내지 않는다는 의미에서 블라인드 (blind) 방식이라 불린다. 이러한 블라인드 방식은 채널의 상호관계 (channel reciprocity)를 이용하기 때문에 피드백이 필요 없다고 하지만, 빔형성 벡터가 순시 (short-term) 채널 변이를 따라가지 않으므로 다이버시티 이득을 얻지 못한다. 따라서, 공간 다이버시티 이득을 얻고자 한다면 반드시 하향링크의 순시 채널정보 (channel state information, CSI)를 반드시 피드백해야만 한다.

<8> "An Adaptive Technique for Transmit Antenna Diversity with Feedback"이라는 제목의 논문 (IEEE Trans. On Vehicular Technology, Vol.51, No. 4, 이하 '선행기술 1'이라 함)에 따르면, W-CDMA 시스템에서 피드백에 근거한 적응형 빔형성 기술을 제안하였다. 그러나, 상기 선행기술 1에 따르면, 송신 안테나수가 증가할수록 피드백량이 증대되는 문제와 빠른 채널의 변화를 추적하기 위한 채널 업데이트률 (혹은 피드백률)이 커지는 문제가 발생하였다. 즉, 이 기술은 송신 안테나수가 크거나 이동속도가 높은 경우에는 적용할 수 없다는 문제점이 있었다.

<9> 따라서, 적응형 빔형성을 위한 피드백 량을 감소시키는 여러 방안들이 제안되었다. "A semiblind Method for Transmit Antenna Arrays in CDMA Systems"라는 제목의

논문 (IEEE Trans. On Vehicular Technology, Vol.51, No. 4, 이하 '선행기술 2'라 함)에서는 공간 채널의 통계적 특성을 이용하여 세미블라인드 방식을 제안하였고, "Exploiting the Short-term and Long-term Channel Properties in Space and Time: Eigenbeamforming Concepts for the BS in WCDMA"라는 제목의 논문 (European Trans. Telecom, Vol. 12, 이하 '선행기술 3'이라 함)에서는 선택 다이버시티를 이용하여 피드백량을 상당히 줄이고 다이버시티 이득도 얻을 수 있는 방식을 제안하였다.

<10> 상기 선행 기술 3에서 제안한 고유빔형성 기술은 채널의 공간 상관성과 피드백량을 감소시키기 위한 선택 다이버시티의 이점을 이용한다. 위 기술에 따르면, 기지국이 한 개 혹은 다수 개의 가장 큰 고유치 (eigenvalue)에 대응하는 우세한 고유벡터를 있다고 가정한다. 이 고유벡터들은 하향링크 채널의 공간 공분산 행렬에 의해 구해져 이동단말로부터의 피드백을 통해 기지국에 알려 준다. 이 공간 공분산 행렬을 장기 (long-term) 공간 공분산 행렬이라 하는데, 이 행렬은 천천히 변하기 때문에 느리게 업데이트 된다. 따라서, 공간 공분산 행렬에 의해 얻어진 고유벡터들의 피드백률도 낮으며 피드백량도 적은 편이다. 기지국은 피드백된 고유벡터 중에서 순시 채널 상태에 따라 하나의 고유벡터를 선택하여 하향링크 빔형성을 위한 가중치벡터로 사용할 수 있다. 이 고유벡터가 하나의 독립적 채널 혹은 송신 모드를 제공하기 때문에, 고유모드라 칭한다. 다시 말하면 고유빔형성 기술은 장기 공간 공분산 행렬에 의해 구해진 한 개 또는 다수 개의 고유벡터를 피드백할 뿐 아니라, 미리 얻어진 고유벡터 중 어느 것이 가장 좋은 고유벡터인지를 피드백으로 알려주어 단기선택 (short-term selection)하도록 함으로써 빠른 페이딩을 따라 잡도록 한다. 이때, 단

기선택을 위해 이동 단말은 가장 높은 순시 신호대잡음비나 단기 채널이득을 이용한다.

<11> 일반적으로 도심의 기지국 안테나 어레이는 빌딩의 옥상과 같은 높은 곳에 위치하므로 주위에 지역적 산란들 (local scatters)이 없다. 그러므로, 하향 링크 채널은 공간 상관성 (spatial correlation)이 높고 몇 개의 우세한 고유모드 (dominant eigenmodes)를 갖는다. 이 때의 고유모드는 기지국과 이동체간의 독립된 경로라고 할 수 있다. 이러한 환경에서 고유빔형성 기술이 효과적으로 작용할 수 있다.

<12> 그러나, 고유빔형성 기술을 OFDM 시스템에 적용하는 경우, ODFM의 각 부반송파마다 서로 다른 주파수 선택적 페이딩을 겪게 되므로 각 부반송파마다 서로 다른 빔 형성 벡터를 사용해야 한다. 이 경우 피드백 정보량이 단일 부반송파의 경우보다 상당히 많아지므로 시스템에 심각한 부담을 주는 문제점이 있다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<13> 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 이와 같은 종래 기술의 문제점을 해결하기 위한 것으로서, 본 발명은 OFDM 시스템에서 고유빔형성을 하기 위해 사용되는 피드백량을 감소시키기 위한 것이다.

【발명의 구성 및 작용】

<14> 이와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명의 하나의 특징에 따른 MIMO-OFDM 시스템은 L 개의 송신안테나를 갖는 송신부와, M 개의 수신안테나를 갖는 수신부의 정보를 상기 송신부로 피드백하는 상향링크 피드백장치를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템으로서,

<15> 상기 송신부는

<16> 부반송파의 개수 만큼씩 연속 입력된 심볼들을 K개의 병렬 신호로 바꾸는 직렬/병렬 변환기;

<17> 상기 직렬/병렬 변환기에 의해 출력된 K개의 병렬 신호를 송신안테나 수에 대응하는 수만큼 복사하는 신호복사기;

<18> 상기 피드백 장치를 통해 제공되는 N_f 개의 고유빔형성 벡터에 대응하는 장기 피드백 정보와 부반송파 그룹에 대응하는 단기 피드백 정보에 기초하여, 부반송파 그룹별로 하나의 고유빔을 생성하는 고유모드 생성기; 및

<19> 상기 고유모드 생성기에 의해 출력된 신호를 입력받아 OFDM 심볼을 생성하는 다수의 역푸리에변환기를 포함한다.

<20> 한편, 본 발명의 특징에 따른 빔형성 방법은 L 개의 송신안테나를 갖는 송신부와, M 개의 수신안테나를 갖는 수신부를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템의 빔형성 방법으로서,

<21> (a) 부반송파의 개수 만큼씩 연속 입력된 심볼들을 K개의 병렬 신호로 바꾸는 단계;

<22> (b) 상기 K 개의 병렬 신호를 송신안테나 수에 대응하는 수만큼 복사하는 단계; 및

<23> (c) 상기 복사한 신호들을 N_f 개의 고유빔형성 벡터에 대응하는 장기 피드백 정보와 부반송파 그룹에 대응하는 단기 피드백 정보에 기초하여, 부반송파 그룹별로 하나의 고유빔으로 생성하는 단계를 포함한다.

<24> 아래에서는 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다. 그러나 본 발명은 여러 가지 상이한 형태로 구현될 수 있으며 여기에서 설명하는 실시예에 한정되지 않는다. 도면에서 본 발명을 명확하게 설명하기 위해서 설명과 관계없는 부분은 생략하였다. 명세서 전체를 통하여 유사한 부분에 대해서는 동일한 도면 부호를 붙였다.

<25> 송신안테나 수가 L , 수신안테나 수가 M 인 단일반송파 (Single carrier) MIMO 시스템에서, q 번째 심볼 구간의 수신신호 벡터 ($\mathbf{r}(q)$)는 다음의 수학식 1과 같다.

<26>
$$\mathbf{r}(q) = \sqrt{\gamma} \mathbf{H}(q) \mathbf{w} s(q) + \mathbf{n}(q)$$

【수학식 1】

<27> 여기서, γ 는 송신신호대잡음비, $\mathbf{r}(q) = [r_1(q) \ r_2(q) \ \cdots \ r_M(q)]^T$, $\mathbf{H}(q)$ (

<28> $[\mathbf{H}(q)]_{m,l} = h_{m,l}$, $m=1, \dots, M$, $l=1, \dots, L$)는 채널을 나타내며, $\mathbf{w} (= [\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_L]^T)$ 는 가중치 벡터이고 $\|\mathbf{w}\| = 1$ 이라 가정한다. 그리고, 잡음벡터 $\mathbf{n}(q) (= [\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{n}_M]^T)$ 는 $\mathbf{n}[\mathbf{n}(q) \mathbf{n}^H(q)] = 1$ 로 공간적으로 백색잡음이라 가정한다.

<29> 수학식 1에 규정한 수신신호 $\mathbf{r}(q)$ 의 평균 신호대잡음비를 최대로 갖는 최적의 가중치 벡터는 채널의 공간 공분산 행렬 $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}(q)$ ($\mathbf{R}_{\mathbf{H}}(q) = E[\mathbf{H}^H(q) \mathbf{H}(q)]$)의 최대 고유치 (maximum eigenvalue)에 대응되는 고유벡터 (maximum eigenvector)이다.

<30>

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}}(q) = \mathbf{R}_{\mathbf{H}}$$

($\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$ 는 장기 공간 공분산 행렬 (long-term spatial covariance

matrix)이라 칭함)라 하면, 장기 공간 공분산 행렬 $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$ 는 다음의 수학식 2로 구할 수 있다.

<31>

【수학식 2】 $\mathbf{R}_{\mathbf{H}} = (1 - \rho)\mathbf{R}_{\mathbf{H}} + \rho\mathbf{R}_{st}(q)$

<32>

여기서, \mathbf{R}_{st} ($\mathbf{R}_{st}(q) = \mathbf{H}^H(q)\mathbf{H}(q)$)는 순시 채널 공분산이며, ρ ($0 < \rho < 1$)는 망각 인자 (forgetting factor)이다. 고유빔형성 벡터를 찾기 위하여 다음과 같이 $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$ 를 고유분할 (eigendecomposition)하면 다음의 수학식 3을 구할 수 있다.

<33>

【수학식 3】 $\mathbf{R}_{\mathbf{H}} = \mathbf{E}\mathbf{D}\mathbf{E}^H$

<34>

여기서, \mathbf{D} 는 대각행렬 ($\mathbf{D} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L)$), \mathbf{E} 는 단위행렬 ($\mathbf{E} = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_L]$)이고, \mathbf{e}_l 는 고유치 (eigenvalue)이며, $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_L$ 은 고유치 λ_l 에 대응하는 고유벡터이다.

<35>

기지국이 피드백 정보에 기초하여 가장 큰 고유치에 대응하는 $N_r < N_t$ 개의 우세한 고유벡터를 있다고 가정하면, N_f 개의 고유빔 벡터의 장기 피드백과 함께 빠른 페이딩 (fast fading)으로 인한 순시 채널 공분산의 고유치를 구하여 N_f 개의 고유벡터 중 최고의 고유치를 갖는 고유벡터 (best eigenvector)를 선택할 수 있도록 정보를 단기 피드백한다. 단기 피드백 울은 장기 피드백 울에 비해 높지만 단순히 N_f 개의 고유벡터 중에서 최선의 것을 선택하는 것이므로 정보량은 $\log_2(N_f)$ 에 불과하다.

<36> 최선의 고유벡터 $\mathbf{w}(q)$ 는 순시 신호대잡음비를 최대로 하기 위한 것으로서, 다음의 수학식 4와 같이 최대의 단기 채널 이득을 통해 구할 수 있다.

<37>
$$\mathbf{w}(q) = \arg \max_{\mathbf{e}_n, n=1, 2, \dots, N_f} \|\mathbf{H}(q)\mathbf{e}_n\|^2$$

【수학식 4】

<38> 그러나, 앞서 설명한 바와 같이, 빔형성 기술을 OFDM 시스템에 적용하는 경우, 각 부반송파가 주파수 선택적 페이딩 채널 상에서 서로 다른 페이딩을 경험하므로 각 부반송파가 서로 다른 빔형성 벡터를 사용하여, 모든 부반송파가 자기의 빔형성 벡터들을 피드백해야 한다. 이 경우 피드백 정보량이 단일 반송파의 경우보다 많아지므로 시스템에 심각한 부담을 주게 된다. 특히, 단기 피드백을 위한 순시 신호대잡음비는 부반송파마다 다르고 이로 인해 각 부반송파별로 단기 피드백을 하여야 한다. 만약 전체 부반송파의 수가 K 라면, 전체 단기 피드백량은 $K \cdot \log_2(N_f)$ 비트가 되어 단일반송파 시스템에 비하여 K 배 증가한다.

<39> 본 발명의 실시예에서는 이와 같이, OFDM에서의 단기 피드백 정보량을 감소시키기 위한 방안을 제시하기 위한 것이다.

<40> 송신안테나 수가 L , 수신안테나 수가 M 인 MIMO-OFDM 시스템의 하향링크에서 하나의 이동 단말을 위해 K 개의 부반송파가 할당되었다고 가정한다.

<41> $K \times 1$ OFDM 심볼을 $\mathbf{s}(t)$ 라 하고, $L \times 1$ 가중치 벡터 $\mathbf{w}_k(t)$ 를 $\mathbf{s}(t)$ 의 k 번째 심볼 $s_k(t)$ 의 빔형성 벡터라 한다. 그러면 공간 및 주파수영역에서의 송신신호 $\mathbf{s}(t)$ 는 다음의 수학식 5와 같다.

<42>
$$\mathbf{S}(t) = [\mathbf{w}_1(t) \ \mathbf{w}_2(t) \ \dots \ \mathbf{w}_K(t)]\mathbf{D}(t)$$

<43>

여기서, $\mathbf{D}(t)$ 는 데이터 심볼들의 대각선행렬로서, $\mathbf{D}(t) = \text{diag}\{s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)\}_0$ 이다.

<44>

송신안테나 I 과 수신안테나 M 간 채널의 주파수 응답은 다음의 수학식 6과 같다.

<45>

$$\tilde{h}_{k,m,l} = \sum_{p=0}^{P-1} h_{p,m,l} e^{-j2\pi pk/K}$$

【수학식 6】

<46>

여기서, $\{h_{p,m,l}\}_{p=0,1,\dots,P-1, m=1,\dots,M, l=1,\dots,L}$ 은 송신안테나 I 과 수신안테나 M 간의 채널 임펄스 응답 (Channel Impulse Response, CIR)이며, P 는 채널 임펄스 응답의 길이 즉, 다중 경로의 수이며, k 는 부반송파의 인덱스이다. 채널 임펄스 응답이 평균 0인 임의의 시퀀스이고 다음의 수학식 7을 만족한다고 가정한다.

<47>

$$E[\mathbf{H}_p^H \mathbf{H}_{p'}] = \sigma_{h,p}^2 \mathbf{R}_{\mathbf{H}_p} \delta_{p,p'}$$

【수학식 7】

<48>

여기서, $[\mathbf{H}_p]_{m,l} = h_{p,m,l}$ 이며, $\sigma_{h,p}^2$ 는 채널 임펄스 응답의 전력 지연 프로파일 (power delay profile)이고,

$$[\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p}]_{s,t} = \frac{1}{\sigma_{h,p}^2} E[h_{p,m,s}^* h_{p,m,t}] \quad s, t = 1, 2, \dots, L$$

를 나타낸다.

<49>

수학식 7에 의해 시간영역에서의 정규화된 공간 공분산 행렬 (normalized spatial covariance matrix) $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$ 는 모든 다중경로에 동일하며 다중 경로 계수들 (multipath coefficients)이 서로 상관성이 없다고 가정할 때, k 번째 부반송파에 해당하는 MIMO 채널 행렬은 수학식 8과 같이 나타낼 수 있다.

<50>

【수학식 8】 $[\tilde{\mathbf{H}}_k]_{m,l} = \tilde{h}_{k,m,l}, m=1,2,\dots,M, l=1,2,\dots,L$

<51>

그러면, 주파수영역에서 채널 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 공간 공분산 행렬은 수학식 9로 나타낼 수 있다.

<52>

【수학식 9】 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}_k} = E[\tilde{\mathbf{H}}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k]$

<53>

수학식 6 및 수학식 7을 이용하면, 다음의 수학식 10을 구할 수 있다.

<54>

【수학식 10】 $\left[\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}_k} \right]_{s,t} = \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}} = \left[\sum_{p=0}^{P-1} \sigma_{h,p}^2 \mathbf{R}_{\mathbf{H}_p} \right]_{s,t}$

<55>

수학식 10은 각 부반송파의 채널 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 공간 공분산 행렬 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}_k}$ 이 임의의 부반송파 k 에 독립적이고 항상 동일하다는 사실을 나타낸다. 공간 공분산행렬이 모든 부반송파에 동일하므로 그의 우세한 고유벡터들도 부반송파마다 동일하다.

<56>

OFDM 시스템에서 모든 부반송파가 우세한 고유벡터 N_f 개를 공유한다 할지라도, 각 부반송파마다 서로 다른 주파수 선택적 페이딩 채널을 가지므로 선택될 가장 좋은 고유모드는 부반송파마다 다를 수 있다. 그러나, 일반적으로 인접한 부반송파들은 유사한 페이딩을 겪게 될 것이므로 인접한 부반송파의 고유모드를 동일하게 선택할 수 있다.

<57> 전체 K 개의 부반송파 중 인접한 \bar{K} 개의 부반송파들을 하나의 그룹 (group) 으로 묶어서 $K \leq \bar{K}$ 개의 그룹으로 나눌 수 있다. 그리고 각 그룹마다 동일한 고유모드를 선택하도록 하면 전체 피드백량은 $K_f \cdot \log_2(N_f)$ 가 된다. 즉, 피드백량이 가 되어 $1/\bar{K}$ 배 줄어들게 된다.

<58> $G_g = \{\bar{K}g + 1, \bar{K}g + 2, \dots, \bar{K}(g+1)\}, g = 1, 2, \dots, K_f$ 를 g 번째 그룹의 부반송파 집합이라 하면, g 번째 그룹의 빔형성벡터는 다음의 수학식 11로 나타낼 수 있다.

<59> 【수학식 11】

$$\mathbf{w}_g(t) = \arg \max_{\mathbf{e}_n, n=1, 2, \dots, N_f} \sum_{k \in G_g} \left\| \tilde{\mathbf{H}}_k(t) \mathbf{e}_n \right\|^2$$

<60> 이처럼, 본 발명의 본 발명의 실시예는 전체 부반송파 중 인접한 부반송파들을 하나의 그룹으로 묶은 후, 각 그룹에 대하여 동일한 고유모드를 선택하도록 하여 피드백량을 감소시킨다.

<61> 이하 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 실시예를 상세히 설명한다.

<62> 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템을 나타내는 도면으로서, FDD 모드에서 본 발명의 개념과 구조를 설명하기 위한 블록도이다.

<63> 도 1을 참조하면, 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템은 K 개의 부반송파를 갖는 OFDM시스템으로서, L 개의 송신안테나 (131a, 131b, ..., 131L)를 갖는 송신부 (10), M 개의 수신안테나 (231a, 231b, ..., 231M)를 갖는 수신부 (20) 및 수신부 (20)의 정보를 송신부 (10)로 피드백하는 상향링크 피드백장치 (40)를 포함한다.

<64> 송신부 (10)는 직렬/병렬 변환기 (S/P변환기) (100), 신호복사기 (Copier) (110), 고유모드생성기 (Eigenmode generator) (120), 역푸리에변환기 (Inverse fast Fourier Transformer) (130a, 130b, …, 130L) 및 송신안테나 (131a, 131b, …, 131L)를 포함한다.

<65> 수신부 (20)는 수신안테나 (231a, 231b, …, 231M), 수신안테나 수 (M) 만큼의 푸리에변환기 (Fast Fourier Transformer) (230a, 230b, …, 230M), 고유빔 계산기 (Eigenbeam Calculator) (220), 심볼검출기 (Detector) (210) 및 병렬/직렬 변환기 (P/S 변환기) (200)를 포함한다.

<66> 송신부 (10)의 직렬/병렬 변환기 (100)는 부반송파의 개수 (K) 만큼씩 연속 입력된 심볼 ($s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)$)들을 K개의 병렬 신호로 바꾸는 장치이며, 신호복사기 (110)는 직렬/병렬 변환기 (100)에 의해 출력된 K개의 병렬 신호 (101a, 101b, …, 101K)를 송신안테나 수 (L) 만큼 복사하여 L 쌍의 병렬 신호를 출력하는 장치이다. 즉, 신호복사기 (110)로부터 출력되는 복사신호 111a, 111b, …, 111L의 I 번째 신호들은 서로 같다 ($I=1, 2, \dots, L$).

<67> 고유모드생성기 (120)는 수신부 (20)의 고유빔계산기 (160)로부터 계산되어 상향링크의 피드백장치 (40)를 통해 장기 피드백된 N_f 개의 고유빔형성 벡터 (부반송파가 동일한 고유빔형성 벡터 집합을 가짐) 중에서 상향링크 피드백장치 (40)를 통해 단기 피드백된 각 부반송파별 고유빔벡터의 선택 정보에 따라 각 부반송파별로 상기 복사 신호 (111a, 111b, …, 111L)의 고유빔 (혹은 고유모드)을 생성하는 장치이다.

<68> 도 2는 고유 모드 생성기 (120)를 상세히 나타내는 도면이다.

<69> 도 2에 도시한 바와 같이, 고유모드 생성기 (120)의 입력은 K개의 병렬 신호 $s(t)$ 를 복사한 L 개의 병렬 신호 (111a, 111b, …, 111L)와 상향령크 피드백장치 (40)를 통해 제공된 단기피드백 (short-term feedback)과 장기피드백 (long-term feedback) 정보이다.

<70> 고유모드 생성기 (120)는 K개의 병렬 신호 $s(t)$ 를 복사한 L 개의 병렬 신호에 대하여 각각 \bar{K} 개씩 Kf개의 그룹으로 나눈다. 즉, 고유모드 생성기 (120)는 첫 번째로 입력된 K개의 병렬신호 (111a)를 \bar{K} 개씩 Kf개의 그룹 G_1, G_2, \dots, G_{K_f} (223a-1, 223a-2, …, 223a-Kf)으로 나누고, 두 번째로 입력된 K개의 병렬신호 (111b)를 \bar{K} 개씩 Kf개의 그룹 (223b-1, 223b-2, …, 223b-Kf)으로 나누고, 이를 송신 안테나 수만큼 반복한다. (223L-1, 223L-2, …, 223L-Kf).

<71> 또한, 고유모드 생성기 (120)기는 고유모드생성기 내의 빔형성 벡터 결정기 (221)에서 얻어진 Kf개의 가중치 벡터를 상기 그룹 신호에 곱한다. 구체적으로, 고유모드 생성기 (120)는 Kf개의 가중치 벡터 중 첫번째 벡터 $\mathbf{w}_1 = (w_{11}, w_{12}, \dots, w_{1L})$ (222-1)를 각 안테나의 첫째 그룹 신호 G_1 (223a-1, 223b-1, …, 223L-1)에 곱한다. 즉, 고유모드 생성기 (120)는 첫번째 안테나의 G_1 에 속하는 신호 $s_1, s_2, \dots, s_{\bar{K}}$ '에는 w_{11} 을, 두번째 안테나의 G_1 에 속하는 신호 $s_1, s_2, \dots, s_{\bar{K}}$ '에는 w_{12} 를, 그리고, L 번째 안테나의 G_1 에 속하는 신호 $s_1, s_2, \dots, s_{\bar{K}}$ '에는 w_{1L} 을 곱한다. 따라서, 부반송파 신호 $s_1, s_2, \dots, s_{\bar{K}}$ '는 하나의 고유빔을 형성하여 공유하게 된다.

<72> 마찬가지로, 고유 모드 생성기 (120)기는 두번째 벡터 $\mathbf{w}_2 = (w_{21}, w_{22}, \dots, w_{2L})$ (222-2)를 각 안테나의 두번째 그룹 G_2 (223a-2,

223b-2, ..., 223L-2)에 곱하여 부반송파 신호 $s_{\bar{K}+1}, s_{\bar{K}+2}, \dots, s_{2\bar{K}}$ 를 공유하며, 이와 같은 방법을 반복하여 Kf번째 벡터 $\mathbf{w}_{K_f} = (w_{K_f1}, w_{K_f2}, \dots, w_{K_fL})$ (222-Kf)를 각 안테나의 Kf번째 그룹 $^{G_{K_f}}$ (223a-Kf, 223b-Kf, ..., 223L-Kf)에 곱하여 부반송파 신호 $s_{K-\bar{K}+1}, s_{K-\bar{K}+2}, \dots, s_K$ 를 공유한다.

<73> 그 결과, 고유모드생성기 (120)는 부반송파 그룹마다 하나의 고유빔을 생성하여 그룹내 부반송파가 공유하므로 전체 반송파에 Kf개의 고유빔을 생성하게 된다.

<74> 도 3은 고유모드생성기 내의 가중치벡터 결정기 (221)를 상세히 나타내는 도면이다. 도 3에 도시한 바와 같이, 가중치벡터 결정기 (221)는 고유빔 업데이트기 (321)와 Kf개의 고유모드결정기 (322-1, 322-2, ..., 322-Kf)를 포함한다.

<75> 도 3을 참조하면, 고유빔 업데이트기 (321)는 상향링크 피드백장치 (40)를 통해 장기피드백정보가 주어질 때마다 N_f 개의 고유빔벡터를 업데이트하는데, 이때 업데이트되는 고유빔 벡터는 모든 부반송파에 동일하다. Kf개의 고유모드결정기 (322-1, 322-2, ..., 322-Kf)는 고유빔 업데이트기 (321)로부터 출력되는 동일한 N_f 개의 고유빔 벡터를 입력받고, 각 고유모드결정기는 상향링크 피드백 장치 (40)에 의해 단기피드백된 정보에 따라 미리 입력된 N_f 개의 고유빔 중에서 한 개를 선택하여 고유모드를 결정한다. 각 고유모드결정기에서 선택된 고유모드는 가중치벡터로 표현되는데, Kf개의 고유모드결정기 (322-1, 322-2, ..., 322-Kf)는 각각 가중치벡터 $\mathbf{w}_1 = (w_{11}, w_{12}, \dots, w_{1L}), \mathbf{w}_2 = (w_{21}, w_{22}, \dots, w_{2L}), \dots, \mathbf{w}_{K_f} = (w_{K_f1}, w_{K_f2}, \dots, w_{K_fL})$ 를 출력한다.

<76> L 개의 역푸리에변환기 (130a, 130b, …, 130L) 는 고유모드 생성기 (120)로부터 출력된 각각 K개의 신호를 입력받아 하나의 OFDM 심볼을 생성해 내는 장치이며, 이때, 상기 L개의 역푸리에변환기 (130a, 130b, …, 130L)에 의해 생성된 OFDM 심볼들은 모두 동일하다. 역푸리에변환기에 의해 생성된 OFDM 심볼은 대응하는 안테나 (130a, 130b, …, 130c)를 통해 전송된다.

<77> 수신부 (20)의 푸리에변환기 (230a, 230b, …, 230M)는 M 개의 수신안테나를 통해 수신된 신호를 각각 입력받아 푸리에 변환을 수행하여 K개의 신호 (221a, 221b, …, 221M)를 출력하게 된다. 고유빔계산기 (220)는 푸리에변환기 (230a, 230b, …, 230M)로부터 출력된 상기 신호에 대하여 채널추정을 하여 수학식 2에 의해 순시 채널 공분산과 공간 공분산 행렬을 구하고, 수학식 3을 이용해 N_f 개의 우세한 (dominant) 고유 벡터를 구하는 장치이다.

<78> 도 4는 고유빔 계산기 (160)를 상세히 나타내는 도면이다.

<79> 도 4에 도시한 바와 같이, 고유빔 계산기 (160)는 M개의 채널추정기 (261a, 261b, …, 261M)와 Kf개의 순시전력측정기 (262-1, 262-2, …, 262-Kf), 고유벡터계산기 (263), Kf개의 고유벡터선택기 (264-1, 264-2, …, 264-Kf)를 포함한다.

<80> 채널추정기 (261a, 261b, …, 261M)는 각각 입력된 M쌍의 병렬 신호에 대하여 각 부반송파별로 채널추정을 수행한다. 고유벡터 계산기 (263)는 채널추정기 (261a, 261b, …, 261M)로부터 출력된 신호에 대하여 수학식 7 및 수학식 10을 이용하여 모든 부반송파에 동일한 채널 공간공분산행렬을 구하고, 수학식 2에 의해 N_f 개의 우세한 고유벡터 ($\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_{N_f}$)를 계산해내어 Kf개의 고유벡터선택기 (264-1, 264-2, …, 264-Kf)로 제공한다.

<81> 순시전력 측정기 (262-1, 262-2, ..., 262-Kf)는 각 채널 추정기로부터 출력된 값들을 입력받아, 순시전력을 측정된다. 즉, 각 채널추정기의 부반송파별 채널추정값은 차례대로 \bar{K} 개씩 Kf개로 나누어 처음 \bar{K} 개는 순시전력측정기 1 (262-1)로, 그 다음 \bar{K} 개는 순시전력측정기2 (262-2)로 보내고 이를 되풀이하여 마지막 \bar{K} 개는 순시전력측정기 Kf (262-Kf)로 제공된다.

<82> 각 순시전력측정기는 M쌍의 \bar{K} 부반송파 채널추정값을 이용하여 순시전력을 측정하여, 측정된 순시 전력값을 고유벡터선택기 (264-1, 264-2, ..., 264-Kf)로 보낸다.

<83> 고유벡터 선택기 (264-1, 264-2, ..., 264-Kf)는 각각 대응하는 순시전력 측정기로부터 입력된 순시전력을 이용하여, 미리 입력된 N_f 개의 우세한 고유벡터 ($\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_{N_f}$) 중에서 순시전력이 가장 큰 하나의 고유벡터를 선택하여 이를 단기피드백정보로 정한다

<84> 구체적으로, 첫번째 고유벡터선택기 (264-1)는 첫번째 순시전력측정기 (262-1)로부터 입력된 순시전력을 이용하여 미리 입력된 N_f 개의 우세한 고유벡터 ($\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_{N_f}$) 중에서 순시전력이 가장 큰 하나의 고유벡터를 선택하여 이를 단기피드백정보 (265-1)로 정한다. 두번째 고유벡터선택기 (264-2)는 두번째 순시전력측정기 (262-2)로부터 입력된 순시전력을 이용하여 미리 입력된 N_f 개의 우세한 고유벡터 ($\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_{N_f}$) 중에서 순시전력이 가장 큰 하나의 고유벡터를 선택하여 이를 단기피드백정보 (265-2)로 정한다. 이와 같은 방법을 계속하여 Kf번째 고유벡터선택기 (264-Kf)는 Kf번째 순시전력측정기 (262-Kf)로부터 입력된 순시전력을 이용하여

미리 입력된 N_f 개의 우세한 고유벡터 ($\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_{N_f}$) 중에서 순시전력이 가장 큰 하나의 고유벡터를 선택하여 이를 단기피드백정보 (265-Kf)로 정한다. 상기 고유벡터 선택기에 의해 정해진 각 단기피드백정보는 선택되는 고유벡터의 번호로 $\log_2(N_f)$ 비트로 구성된다. 그러나 전체 K개의 부반송파 중 인접한 \bar{K} 개의 부반송파들은 고유벡터를 공유하므로 단기피드백은 부반송파별로 이루어지는 것이 아니라 \bar{K} 개의 부반송파가 하나의 피드백정보만 보내면 되므로 단기피드백정보가 $1/\bar{K}$ 로 줄어들게 된다.

<85> 또한, 장기피드백정보 (266)는 고유벡터계산기 (263)에서 얻어진 채널 공간공분산 행렬의 우세한 고유벡터 $\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_{N_f}$ 를 각각 진폭과 위상을 양자화 (quantization)하여 만드는데, 채널 공간공분산행렬이 느리게 변하므로 장기피드백정보도 느리게 업데이트된다.

<86> 상기한 단기피드백정보와 장기피드백정보는 도1의 상향령크 피드백장치 (40)을 통하여 송신부 (10) 내의 고유모드생성기 (120)로 입력되는데, 단기피드백정보는 인접한 \bar{K} 개의 부반송파가 하나씩 전체 Kf개의 피드백정보를 적어도 코히어런트 시간 (coherent time) 내에 한번씩 피드백해야 하는 반면 장기피드백정보는 전체 부반송파가 단 하나의 정보를 느리게 피드백하면 된다.

<87> 심볼검출기 (210)는 고유빔계산기 (220)에서 얻어진 채널 추정값을 이용하여 송신부 (10)의 신호복사기 (110)에 입력된 K 심볼들을 동시에 검출해 내는 장치이며, 병렬 / 직렬 변환기 (200)는 이를 직렬 신호로 바꾸는 장치이다.

<88> 이상에서 설명한 바와 같이, 본 발명의 실시예에 따르면, 전체 K개의 부반송파 중 인접한

\bar{K} 개의 부반송파들을 하나의 그룹 (group) 으로 묶어서 $\frac{K}{\bar{K}}$ 개의 그룹으로 나누고, 각 그룹마다 동일한 고유벡터를 선택하도록 하기 때문에, 전체 피드백량이 $(K/\bar{K}) \cdot \log_2(N_f)$ 가 되어 $1/\bar{K}$ 배 줄어들게 되어 시스템의 부담을 줄일 수 있다.

<89> 이상에서는 본 발명의 실시예에 대하여 설명하였으나, 본 발명은 상기한 실시예에만 한정되는 것은 아니며, 그 외의 다양한 변경이나 변형이 가능하다. 예컨대, 본 발명의 실시예에 따른 장치는 하드웨어적으로 구현될 수 있으며, 또한 소프트웨어의 형태로 구현될 수도 있다. 또한, 본 발명은 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체에 컴퓨터가 읽을 수 있는 코드로서 구현하는 것이 가능하다.

【발명의 효과】

<90> 이상에서 설명한 바와 같이, 본 발명에 따르면 고유빔형성 기술을 OFDM 시스템에 적용할 때, 전체 K개의 부반송파 중 인접한 부반송파들을 하나의 그룹으로 묶어서 소정 수의 그룹으로 나누고, 각 그룹마다 동일한 고유벡터를 선택하도록 하기 때문에, 전체 피드백량이 줄어들게 되어 시스템의 부담을 줄일 수 있다.

【특허청구범위】

【청구항 1】

L 개의 송신안테나를 갖는 송신부와, M 개의 수신안테나를 갖는 수신부의 정보를 상기 송신부로 피드백하는 상향링크 피드백장치를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템에 있어서,

상기 송신부는

부반송파의 개수 만큼씩 연속 입력된 심볼들을 K개의 병렬 신호로 바꾸는 직렬 / 병렬 변환기;

상기 직렬/병렬 변환기에 의해 출력된 K개의 병렬 신호를 송신안테나 수에 대응하는 수만큼 복사하는 신호복사기;

상기 피드백 장치를 통해 제공되는 N_f 개의 고유빔형성 벡터에 대응하는 장기 피드백 정보와 부반송파 그룹에 대응하는 단기 피드백 정보에 기초하여, 부반송파 그룹별로 하나의 고유빔을 생성하는 고유모드 생성기; 및

상기 고유모드 생성기에 의해 출력된 신호를 입력받아 OFDM 심볼을 생성하는 다수의 역푸리에변환기를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 2】

제1항에 있어서,

상기 고유모드 생성기는

상기 신호 복사기에 의해 입력된 K 개의 병렬 신호를 각 쌍마다 \bar{K} 개씩 K_f 개의 부반송파 그룹으로 나누어 K_f 개의 가중치 벡터에 곱함으로써, 각각의 부반송파 그룹에 대응하는 동일한 고유빔을 생성하는 것을 특징으로 하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 3】

제2항에 있어서,

상기 고유모드 생성기는

상기 장기 피드백 정보와 상기 단기 피드백 정보에 기초하여 K_f 개의 가중치벡터를 생성하는 가중치 벡터결정기를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 4】

제3항에 있어서,

상기 가중치 벡터결정기는

상기 상향링크 피드백장치를 통해 상기 장기피드백정보가 주어질 때마다 모든 부반송파가 공유하는 N_f 개의 고유빔벡터를 업데이트하는 고유빔 업데이트기와,

각각 상기 N_f 개의 고유빔벡터와 상기 단기 피드백 정보를 수신하여, 상기 N_f 개의 고유빔벡터 중 하나를 선택하여 가중치 벡터를 출력하는 K_f 개의 고유모드 결정기를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 5】

제1항 내지 4항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 수신부는

상기 송신부로부터 전송된 신호에 대하여 채널추정을 하여 순시 채널 공분산과 공간 공분산 행렬을 구하고, N_f 개의 우세한 고유 벡터를 구하는 고유벡터 계산기를 포함하는 것을 특징으로 하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 6】

제5항에 있어서,

상기 고유벡터 계산기는

각각 상기 송신부로부터 전송된 K개의 신호에 대하여 채널 추정을 수행하는 M개의 채널추정기;

상기 M 개의 채널 추정기로부터 출력된 K개의 신호들 중 소정 신호에 대하여 각각 순시 전력을 측정하는 Kf 개의 순시 전력 측정기;

상기 채널 추정기로부터 출력된 신호에 대하여 모든 부반송파에 동일한 채널 공간공분산행렬을 구하고, N_f 개의 우세한 고유벡터를 계산하는 고유벡터 계산기; 및

상기 고유벡터 계산기로부터 출력되는 Nf 개의 우세한 고유벡터와, 각각 대응하는 순시전력 측정기로부터 입력된 순시전력을 이용하여, 상기 N_f 개의 우세한 고유벡터 중 순시전력이 가장 큰 하나의 고유벡터를 선택하여 이를 단기피드백정보로 정하는 Kf 개의 고유벡터 선택기를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 7】

제6항에 있어서,

상기 고유벡터 계산기는

상기 고유벡터 계산기에 의해 계산된 채널 공간공분산행렬의 우세한 고유벡터를 각각 진폭과 위상을 양자화하여 장기 피드백 정보를 생성하는 것을 특징으로 하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 8】

제7항에 있어서,

상기 고유빔 계산기는

코히어런트 시간 내에 상기 장기 피드백 정보를 상기 상향링크 피드백 장치로 전송하며,

상기 단기 피드백 정보를 상기 상향링크 피드백 장치로 보내는 것을 특징으로 하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 9】

L 개의 송신안테나를 갖는 송신부와, M 개의 수신안테나를 갖는 수신부를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템의 빔형성 방법에 있어서,

(a) 부반송파의 개수 만큼씩 연속 입력된 심볼들을 K개의 병렬 신호로 바꾸는 단계;

(b) 상기 K 개의 병렬 신호를 송신안테나 수에 대응하는 수만큼 복사하는 단계;
및

(c) 상기 복사한 신호들을 N_f 개의 고유빔형성 벡터에 대응하는 장기 피드백 정보와 부반송파 그룹에 대응하는 단기 피드백 정보에 기초하여, 부반송파 그룹별로 하나의 고유빔으로 생성하는 단계를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템의 빔형성 방법.

【청구항 10】

제9항에 있어서,

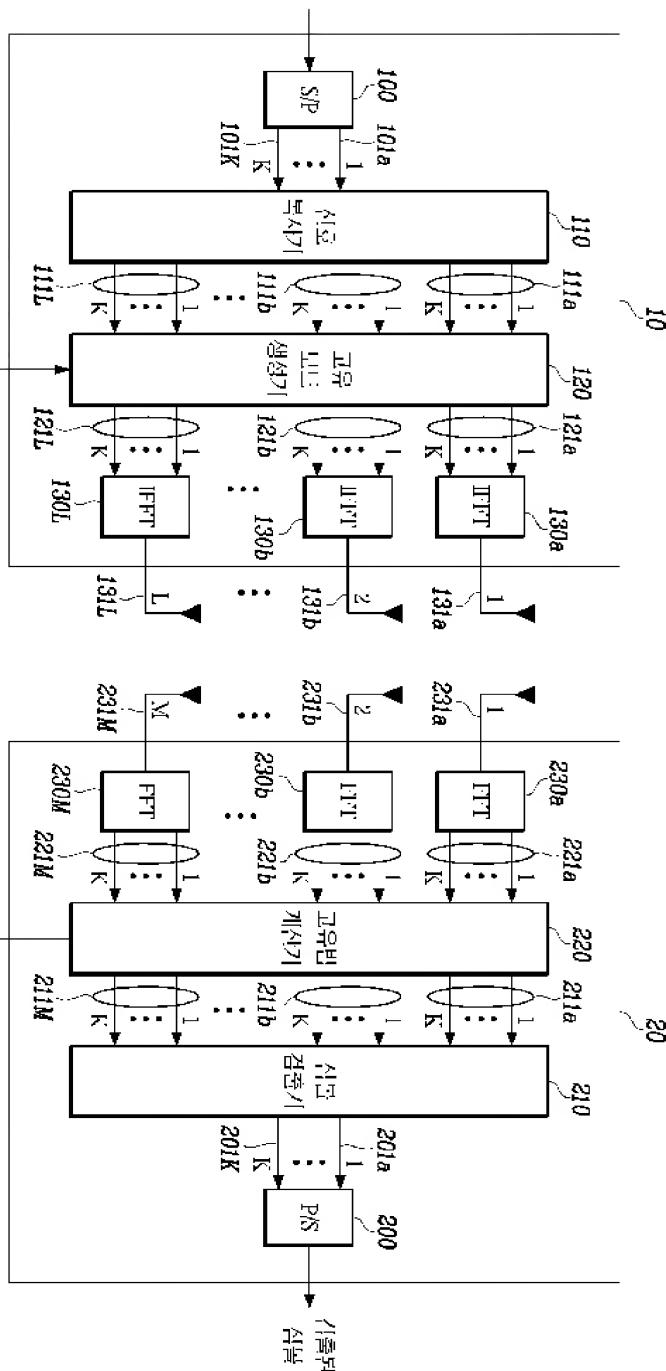
상기 단계 (C)는

상기 복사된 K 개의 병렬 신호를 각 쌍마다 \bar{K} 개씩 K_f 개의 부반송파 그룹으로 나누는 단계;

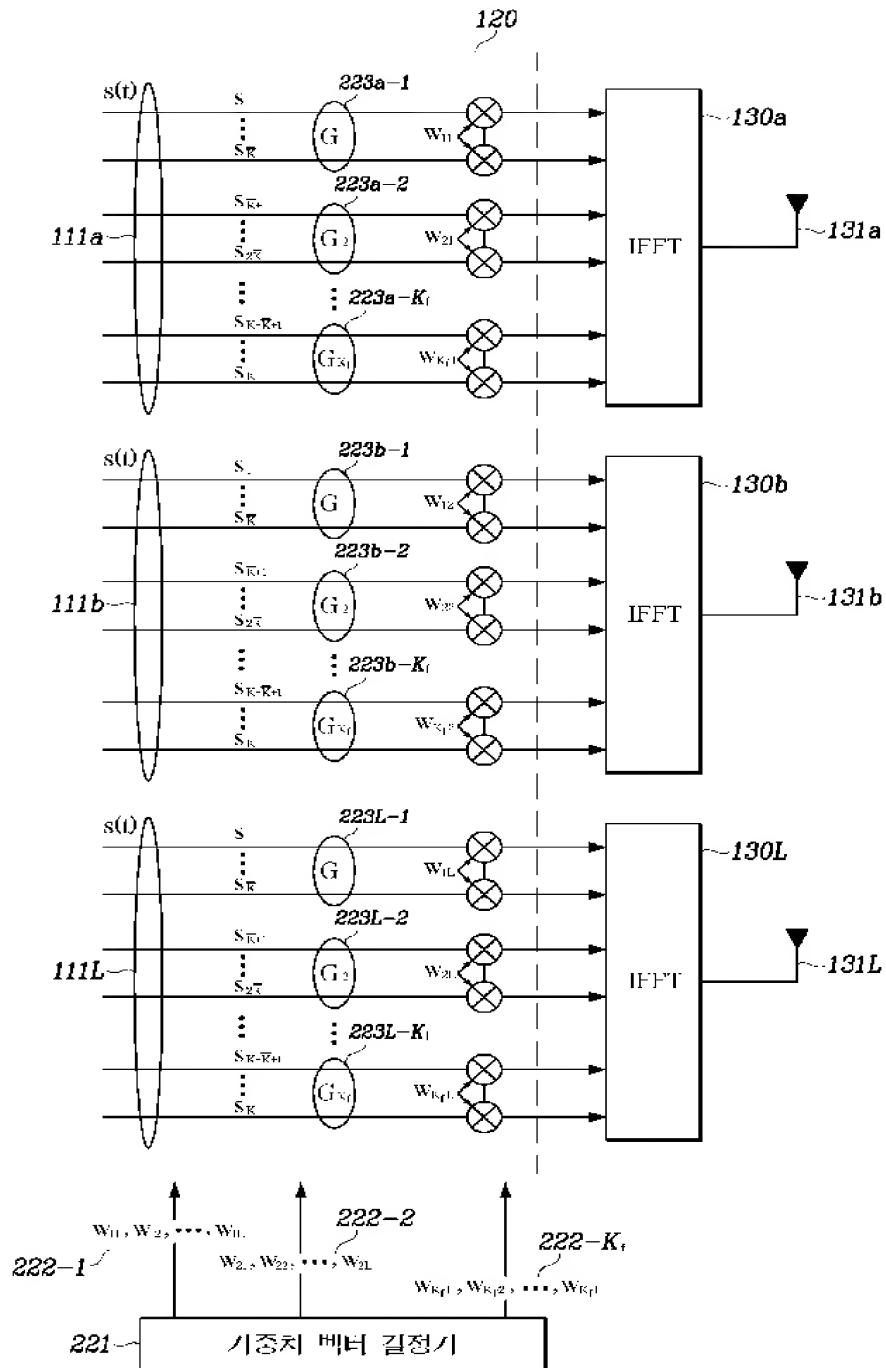
상기 K_f 개의 부반송파 그룹에 K_f 개의 가중치 벡터에 곱하여 각각의 부반송파 그룹에 대응하는 동일한 고유빔을 생성하는 단계를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템의 빔 형성 방법.

【도면】

【도 1】



【도 2】



【도 3】

